

Oscilador Colpitts variable de 80 a 100MHz

Mauro Oscar Moreyra

Electrónica Aplicada III - Año 2016 - UTN FRA

mauromoreyra@gmail.com

Resumen— El proyecto consiste en el desarrollo de un oscilador de frecuencia variable, de 80MHz a 100MHz, a través de un capacitor variable (trimmer). El diseño incluye un control automático de amplitud de forma tal de mantener la tensión de salida estable en 1V aproximadamente, sobre una carga de 50Ω y con una THD menor al 5%. Para su construcción se emplea un oscilador tipo Colpitts con configuración base a masa.

Keywords— Oscilador LC, Colpitts, Control de Automático de Amplitud, LM741, Resonancia.

I. INTRODUCCIÓN

Según las especificaciones del proyecto, se determina su realización mediante un oscilador Colpitts configuración base a masa, al cual se le acopla un control automático de amplitud. La elección del oscilador Colpitts se basa en su sencillez de construcción, en su óptimo comportamiento para las frecuencias de trabajo dadas, y por ser estable en amplitud.

En el presente documento se demostrarán los conceptos teóricos-prácticos para el diseño y construcción del oscilador variable, se mostrarán los resultados de las mediciones sobre el PCB fabricado para tal fin y se harán conclusiones al respecto.

II. DISEÑO DEL OSCILADOR

Podemos dividir el diseño del proyecto en dos etapas: por un lado, el oscilador Colpitts, y por el otro el circuito del control automático de amplitud. Primero se abordará el circuito básico del oscilador Colpitts base a masa, polarizado con una fuente de corriente, el cual se observa a continuación.

A. Oscilador Colpitts base a masa

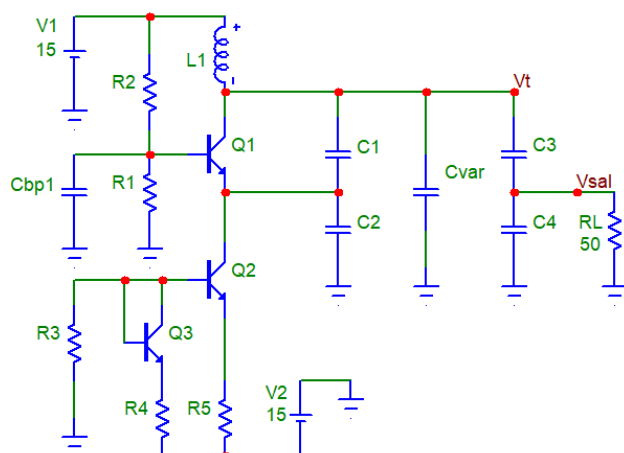


Fig. 1 Oscilador Colpitts base a masa

B. Ecuaciones de diseño y cálculos

Primeramente se hizo una aproximación a los valores de capacitancia total e inductancia de los componentes que participan en la determinación de la frecuencia de oscilación, la cual está dada por:

$$f_{osc} = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}}$$

A lo cual se obtuvo para una $L = 50\text{nH}$ y $C = 50\text{pF}$ una frecuencia de oscilación de aprox. 100MHz (que es la frecuencia máxima a la que debe oscilar nuestro oscilador). Por lo tanto, se decide la construcción de un inductor de esa inductancia, lográndose un valor final de 40nH con un factor de mérito Q_0 de 87 (ver XI. Diseño del inductor).

Adoptamos para el diseño una frecuencia máxima de 105MHz y una mínima de 75MHz, obteniéndose así los siguientes valores de capacidad total mínima y máxima:

$$C_{total_{min}} = \frac{1}{(2\pi \cdot f_{max})^2 \cdot L} = 57,4 \text{ pF}$$

$$C_{total_{max}} = \frac{1}{(2\pi \cdot f_{min})^2 \cdot L} = 112,6 \text{ pF}$$

Continuo los cálculos en base al valor más restrictivo de capacidad, o sea $C_{total_{min}}$. Sabemos que la capacidad total es:

$$C_{total} = C_{12} + C_{34} + C_{var}$$

Adopto b aproximadamente 4 con los valores de capacitores $C_4 = 33\text{pF}$ y $C_3 = 10\text{pF}$:

$$b = 1 + \frac{C_4}{C_3} = 1 + \frac{33\text{pF}}{10\text{pF}} = 4,3$$

Tenemos así una tensión de tanque:

$$V_t = V_{sal} \cdot b = 1V \cdot 4,3 = 4,3V$$

Adopto $a > 5$ (condición para garantizar el arranque), con los valores de capacitores $C_2 = 68\text{pF}$ y $C_1 = 15\text{pF}$:

$$a = 1 + \frac{C_2}{C_1} = 1 + \frac{68\text{pF}}{15\text{pF}} = 5,53$$

Obtenemos los valores de las capacidades equivalentes C12 y C34:

$$C_{12} = \frac{C_1 \cdot C_2}{C_1 + C_2} = \frac{15pF \cdot 68pF}{15pF + 68pF} = 12,29 pF$$

$$C_{34} = \frac{C_3 \cdot C_4}{C_3 + C_4} = \frac{10pF \cdot 33pF}{10pF + 33pF} = 7,67 pF$$

Con los valores anteriores calculo el rango de capacidad en que debe excursionar la capacidad variable, para que el oscilador varíe su frecuencia desde 80 hasta 100MHz.

$$C_{var_{min}} = C_{total_{min}} - C_{12} - C_{34} = 37,4 pF$$

$$C_{var_{max}} = C_{total_{max}} - C_{12} - C_{34} = 92,6 pF$$

Por lo tanto, el capacitor variable trimmer debería variar en un rango entre 37pF y 93pF (rango mínimo). La práctica luego demostró que fue necesario un trimmer de menor rango de variación de capacidad (trimmer verde de 5,2 a 30pF), ya que en el desarrollo teórico del diseño no se consideran capacidades parásitas que entran en juego en la construcción del PCB, y que tienden a bajar considerablemente la frecuencia de operación deseada (como así también el valor no demasiado preciso del inductor fabricado).

Procedo a calcular el valor de la corriente de la fuente de corriente (Q2, Q3, R3, R4 y R5) que polariza al transistor Q1:

$$I_{cq} = \frac{I_{C0}}{1 + \frac{0,026}{V_b - 0,7} \ln I_0(x)}$$

Con:

$$I_{C0} = \frac{I_{C1}}{2 \frac{I_1(x)}{I_0(x)}} \quad I_{C1} = \frac{V_t}{\left(\frac{a-1}{a}\right) R_{total}}$$

Obtenemos las distintas variables para llegar al valor de Icq.

$$V_{in} = V_{be} = \frac{V_t}{a} = \frac{4,3V}{5,53} = 0,777 V$$

$$x = \frac{V_{in}}{0,026V} = \frac{0,777V}{0,026V} = 29,89$$

Utilizo el valor de x para ingresar a la función de Bessel (se calcula mediante la función integrada en Mathcad).

Tenemos la resistencia total del circuito equivalente a la salida del oscilador.

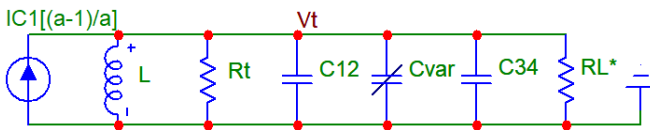


Fig. 2 Circuito equivalente de salida del oscilador Colpitts

$$R_t = 2\pi \cdot f \cdot L \cdot Q_0 = 2\pi \cdot 90MHz \cdot 40nH \cdot 87 = 1968 \Omega$$

$$RL^* = RL \cdot b^2 = 50\Omega \cdot 4,3^2 = 924,5 \Omega$$

$$R_{total} = \frac{R_t \cdot RL^*}{R_t + RL^*} = 629 \Omega$$

Adoptamos RB1 = RB2 = 10KΩ, teniendo así:

$$V_b = \frac{V_{cc} \cdot RB_2}{RB_1 + RB_2} = \frac{15V \cdot 10K}{10K + 10K} = 7,5V$$

Se calculan las corrientes:

$$I_{C1} = 8,344 mA$$

$$I_{C0} = 4,244 mA$$

$$I_{cq} = 3,843 mA$$

Con este último valor calculo la resistencia de polarización Rpol de la fuente de corriente, adoptando una RE = 330Ω.

$$R_{pol} = \frac{V_{cc} - 0,7}{I_{cq}} - R_E = 3,391 mA$$

Adopto Rpol = 3900 Ω.

Finalmente verifico que la reactancia capacitiva de C4 no cargue a la resistencia de salida (debe cumplirse XC4 > RL/5):

$$XC_4 = \frac{1}{2\pi \cdot f \cdot C_4} = 53,58 \Omega > 10 \Omega \rightarrow OK!$$

Los valores de los componentes adoptados entonces son:

$$L_1 = 40 nH$$

$$C_1 = 15 pF$$

$$C_2 = 68 pF$$

$$C_3 = 10 pF$$

$$C_4 = 33 pF$$

$$R_4 = R_5 = 330 \Omega$$

$$R_3 = 3900 \Omega$$

$$R_1 = 10 K\Omega$$

$$R_2 = 10 K\Omega$$

$$Q_1 = Q_2 = Q_3 = 2N3904$$

III. DISEÑO DEL CONTROL AUTOMÁTICO DE AMPLITUD

El agregado del control automático de amplitud a la salida del oscilador Colpitts pretende, como bien su nombre lo dice, mantener el nivel de la señal de salida (sobre el circuito tanque, o su proporcional sobre la resistencia de carga RL) en forma constante ante variaciones de la frecuencia de operación mediante el ajuste del trimmer. De los resultados del desarrollo teórico al práctico hubieron diferencias que finalmente se decidieron no corregir (luego de haber realizado un tercer

diseño y PCB del proyecto), con lo cual la especificación requerida de 1V sobre la RL no fue alcanzada. En la sección VII. Mediciones podrán observarse los valores logrados.

Podemos dividir esta etapa en dos partes; para una mejor interpretación se puede observar el esquemático del PCB construido en la sección IV. *Circuito final*.

A. Detector de pico

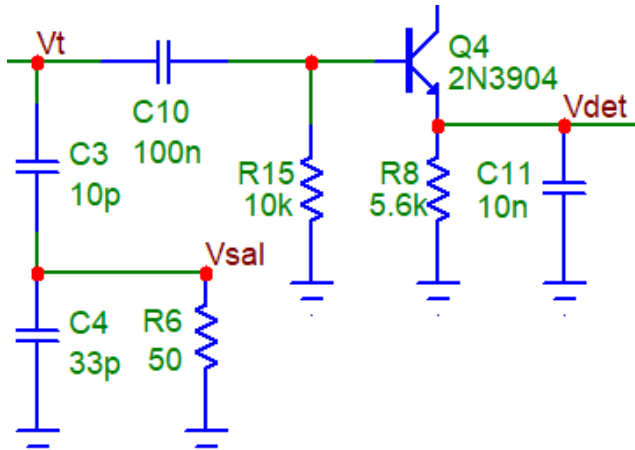


Fig. 3 Circuito del detector de pico (R15, diodo BE Q4, R8 y C11)

La señal de salida V_t es una señal aproximadamente senoidal (más adelante veremos que posee cierta distorsión armónica, que para este análisis la despreciaremos). Por lo tanto, el detector de pico lo que hace es tomar la tensión pico de la señal de salida V_t , ésta pasa a través del diodo del transistor, y con el conjunto RC se obtiene una señal continua (su constante de tiempo se ajusta para que así sea). El nivel obtenido es una representación de la salida V_t :

$$V_{det} = V_t - 0,7V \text{ (aprox.)}$$

B. Amplificador diferencial - Fuente de corriente

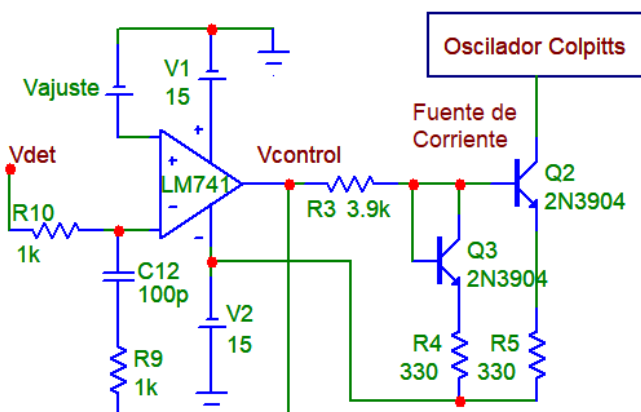


Fig. 4 Circuito del amplificador diferencial con salida que realimenta el oscilador a través de la fuente de corriente.

El funcionamiento de este circuito, en conjunto con el detector de pico, se puede expresar de la siguiente forma: la tensión de ajuste V_{ajuste} será la misma que la tensión de salida del detector de pico V_{det} (por funcionamiento del mismo amplificador diferencial). Luego, la tensión de entrada al detector de pico, o sea, la tensión de salida del oscilador V_t , será:

$$V_t = V_{ajuste} + 0,7V \text{ (aprox.)}$$

La V_{ajuste} es variable a través de un potenciómetro, y por lo tanto determinará la tensión de salida V_t al valor deseado.

Lo anterior se posibilita gracias a la realimentación generada entre la salida del amplificador diferencial $V_{control}$ (el cual en realidad opera como comparador debido a su muy alta ganancia), hacia la entrada de la fuente de corriente. De esta forma, la salida $V_{control}$ se ajustará a un valor de tensión tal que genere una corriente de polarización en Q1 (a través de la fuente de corriente), la cual según la expresión:

$$V_t = IC1 \left(\frac{a-1}{a} \right) R_{total}$$

Ocasiona una tensión en la salida que hace cumplir la ecuación $V_t = V_{ajuste} + 0,7V$.

IV. CIRCUITO FINAL

El circuito final diseñado se puede observar en el Anexo I, adjunto a este documento.

V. SIMULACIÓN

Antes de elaborar el PCB es necesario verificar el funcionamiento del circuito diseñado a través de algún simulador. En este caso, mediante el software *Micro-Cap 8.1*, obtuve los siguientes resultados de la simulación. Para ambas simulaciones, se estableció una tensión V_{ajuste} de 3,5V.

Con valor de trimmer de 37pF (para obtener frecuencia máxima) se obtuvo una frecuencia de 99,785MHz.

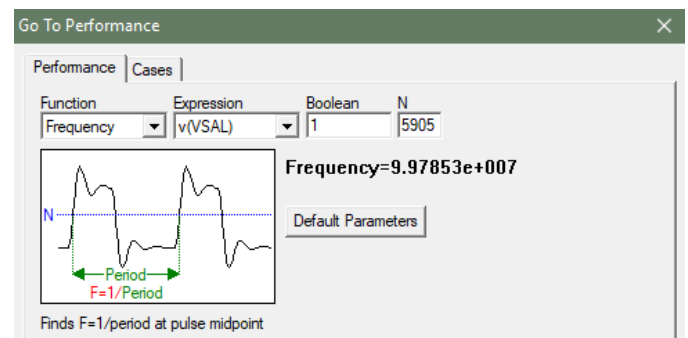


Fig. 5 Frecuencia máxima de operación (simulada)

La señal de salida llega a un valor pico de 0,83V, y su establecimiento sucede a los 52us aproximadamente.

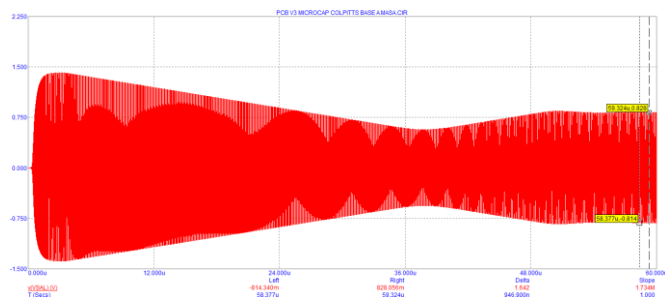


Fig. 6 Señal de salida a frecuencia máxima de operación

Ahora, con valor de trimmer de 93pF (para obtener frecuencia mínima) se obtuvo una frecuencia de 72,78MHz.

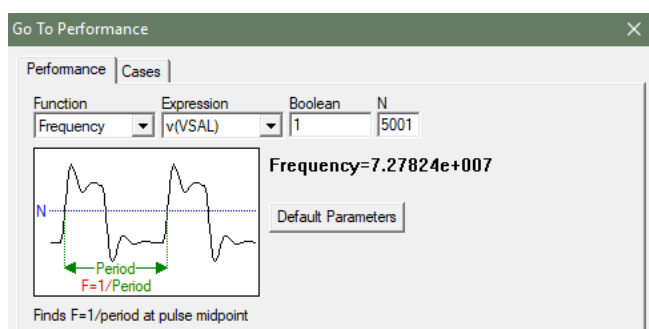


Fig. 7 Frecuencia mínima de operación (simulada)

La señal de salida llega a un valor pico de 0,72V, y su establecimiento ocurre a los 65us aproximadamente.

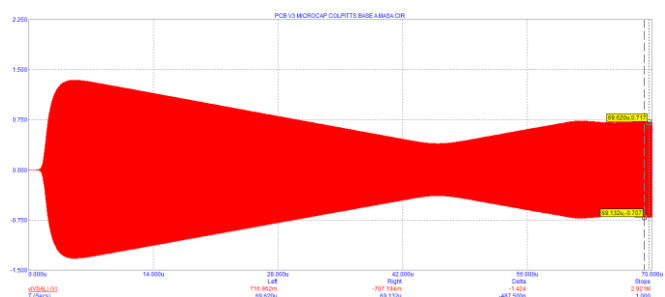


Fig. 8 Señal de salida a frecuencia mínima de operación

Concluimos con que los resultados de las simulaciones son satisfactorios, sabiendo que el nivel de la tensión de salida lo podemos ajustar mediante el potenciómetro que setea la *Vajuste*, y que jugando con distintos valores de rango de funcionamiento del trimmer podemos obtener diferentes rangos de variación de la frecuencia de operación del oscilador.

VI. DISEÑO DEL INDUCTOR

El inductor se diseñó tomando como referencia los valores aportados por el software *PCAIRL - Air Wound Single Layer Inductors*, al cual se ingresaron los siguientes valores (se dispone de alambre de cobre esmaltado de diámetro 20 AWG y se arrolla sobre mecha de 0,125 pulgadas de diámetro).

Inductancia requerida: 40 nH
 Diámetro de espira: 20 AWG
 Diámetro del núcleo (aire): 0.125 Inch
 Frecuencia de operación: 100 MHz

Arrojando como resultados los parámetros de construcción del inductor:

Cantidad de vueltas: 4
 Separación entre espiras: 0 (inductor comprimido)

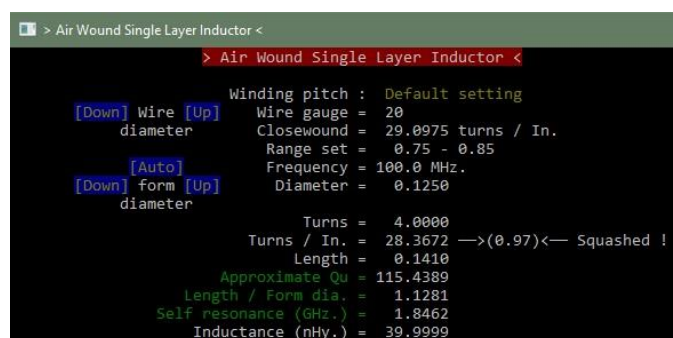


Fig. 9 Software para obtención de parámetros constructivos del inductor



Fig. 10 Medición del inductor



Fig. 11 Inductor construido

A. Medición de factor de mérito del inductor Q_0

Para esta medición se utiliza el instrumento Qmetro de Marconi Instruments TF1245A, junto al oscilador TF1247. Se ajusta el oscilador a una frecuencia de 90 MHz y con el capacitor variable se logra la medición de Q_0 , el cual fue de 87, como se observa en las siguientes imágenes.



Fig. 12 Medición del Q_0



Fig. 13 Panel de medición del Q_0 (87)



Fig. 14 Conexión del inductor

VII. MEDICIONES

Se midieron los parámetros característicos del oscilador para verificar su funcionamiento. Estas mediciones se realizaron con el analizador de espectro Rigol DSA1030A, y una tensión de alimentación de $\pm 15V$.

A. Medición de las frecuencias mínima, máxima y central de operación

A continuación se ilustran las capturas de pantalla del analizador de espectro, para la frecuencia mínima, intermedia y máxima logradas con el oscilador.

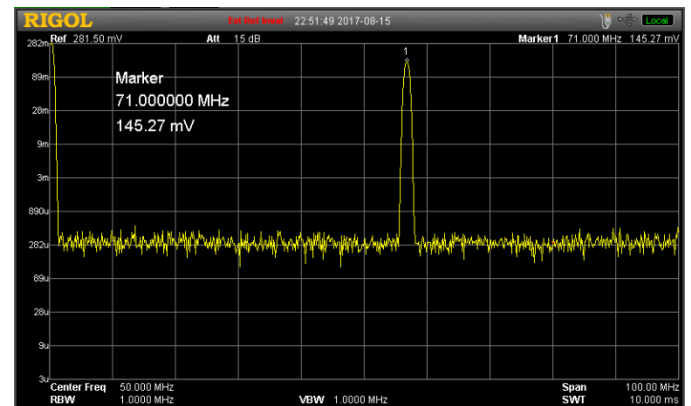


Fig. 15 Frecuencia mínima de operación: 71 MHz

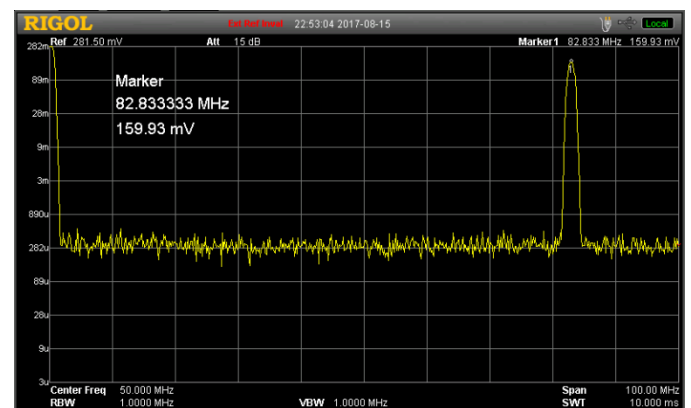


Fig. 16 Frecuencia intermedia de operación: 82,83 MHz

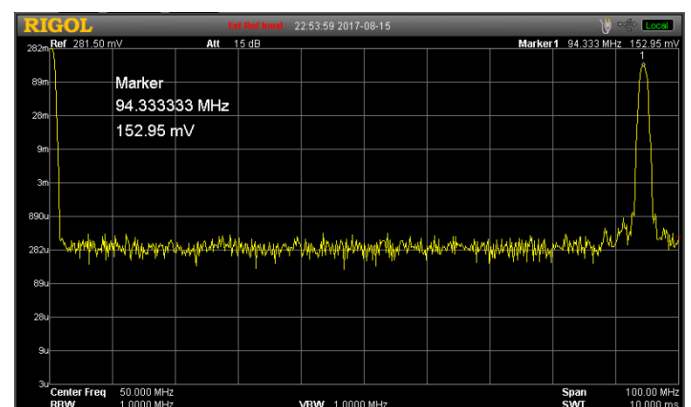


Fig. 17 Frecuencia máxima de operación: 94,33 MHz

B. Medición de las componentes armónicas para las frecuencias mínima, máxima y central de operación

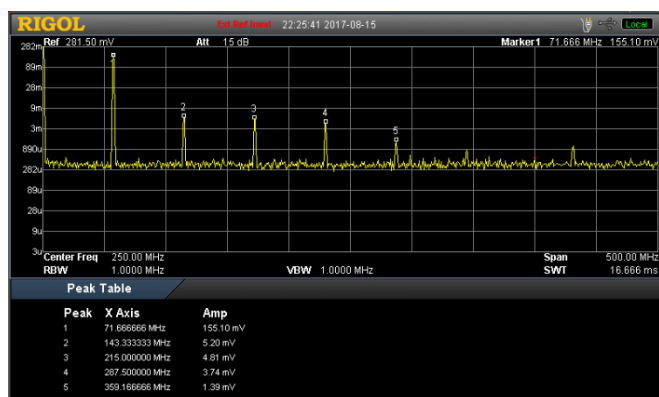


Fig. 18 Armónicos medidos en frecuencia inferior

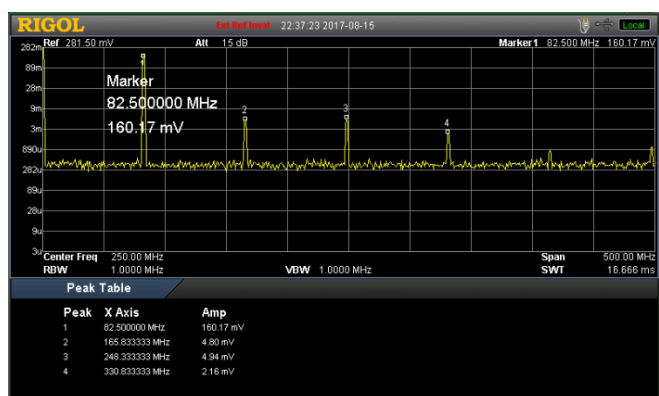


Fig. 19 Armónicos medidos en frecuencia intermedia

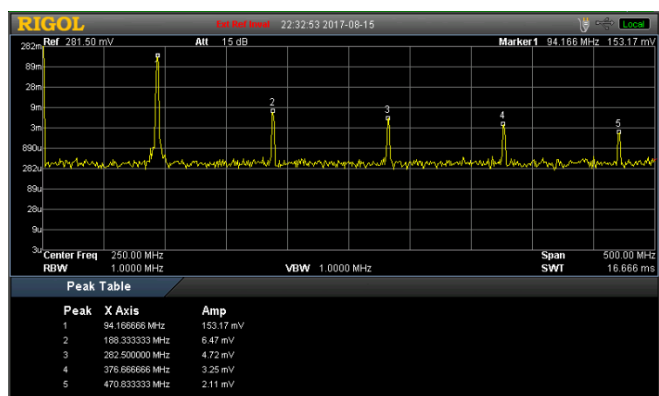


Fig. 20 Armónicos medidos en frecuencia máxima

C. Cálculo de la distorsión armónica total THD y obtención de la tensión de salida

Para el cálculo del THD nos valemos de las mediciones del punto anterior, donde con el analizador de espectro en su función de tabla de armónicos nos permite obtener el nivel de cada armónico. Se arma la siguiente tabla, donde se registran los valores obtenidos (cada valor medido es multiplicado por 3,16 debido al uso de un atenuador de 10 dB a la entrada del analizador). El THD se calcula según:

$$THD\% = \frac{\sqrt{V2^2 + V3^2 + V4^2 + V5^2}}{V1} \cdot 100$$

	Frecuencia [MHz]		
	Mínima	Central	Máxima
Tensión	71,00	82,83	94,33
V1 [mV]	490,12	506,14	484,02
V2 [mV]	16,43	15,17	20,45
V3 [mV]	15,20	15,61	14,92
V4 [mV]	11,82	6,83	10,27
V5 [mV]	4,39	0,00	6,67
THD %	5,24	4,51	5,81

La tensión de salida es V1, y como se puede ver se logró una tensión de aproximadamente la mitad a la exigida (1V). Aparte, el THD obtenido es cercano al límite requerido del 5% máximo.

D. Cálculo de la tensión del tanque y la tensión de entrada

Para esto en primer lugar medimos los capacitores de salida del oscilador (C1, C2, C3 y C4) para obtener con precisión las relaciones de capacitores a y b, y así poder calcular finalmente la tensión del tanque V_t y la de entrada V_{in} (V_{be} de Q1).

	Valor	Medido
C1 [pF]	15	16
C2 [pF]	68	67
C3 [pF]	10	9
C4 [pF]	33	35

$$a = 1 + \frac{C2}{C1} = 1 + \frac{67pF}{16pF} = 5,2$$

$$b = 1 + \frac{C4}{C3} = 1 + \frac{35pF}{9pF} = 4,9$$

La tensión de salida sobre el tanque V_t y la tensión de entrada V_{in} son:

$$V_t = V_1 \cdot b \qquad V_{in} = \frac{V_t}{a}$$

	Frecuencia [MHz]		
	Mínima	Central	Máxima
Tensión	71,00	82,83	94,33
V1 [V]	0,49	0,51	0,48
Vt [V]	2,40	2,47	2,37
Vin [V]	0,46	0,48	0,46

VIII. CONSTRUCCIÓN DEL PCB

Para su construcción se realizó el diseño con el software *Altium Designer*. Este software es muy versátil: primeramente se hace el esquemático, y luego se migra al diseño del PCB. Aquí permite definir reglas y restricciones para el trazado de pistas, tamaño de agujeros, de islas, distancias entre elementos, etc., facilitando enormemente el diseño (por supuesto, lo anterior implica conocer qué configuraciones realizar...). El diseño realizado es simple faz, con plano de masa en áreas no usadas. En Anexo I se puede ver el esquemático de referencia.

A continuación se muestra el diseño del PCB, el listado de materiales (BOM), y fotos del PCB realizado.

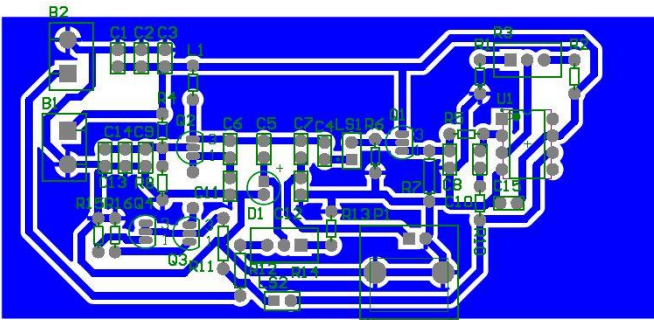


Fig. 21 Diseño del PCB -Altium Designer-

Footprint	Comment	Designator	Quantity
BORNERA 2X1	Bornera 2	B1, B2	2
Cap Cer	Cap Cer	C1, C2, C3, C4, C6, C7, C8, C9, C10, C11, C12, C13, C14, C15	14
CAPC3225N	Trim. verde	C5	1
res 1/8	Inductor	L1	1
PIN2	JUMPER	LS1, LS2	2
BNC_RA	BNC	P1	1
CON			
BCY-W3/E4	2N3904	Q1, Q2, Q3, Q4	4
Res 1/8	Res 1/8	R1, R2, R4, R5, R6, R8, R10, R15, R16	9
RES VAR	Res Var	R3	1
AXIAL-0.3	Res 1/8	R7, R11	2
N08E	LM741CN	U1	1

Fig. 22 Listado de materiales (BOM)

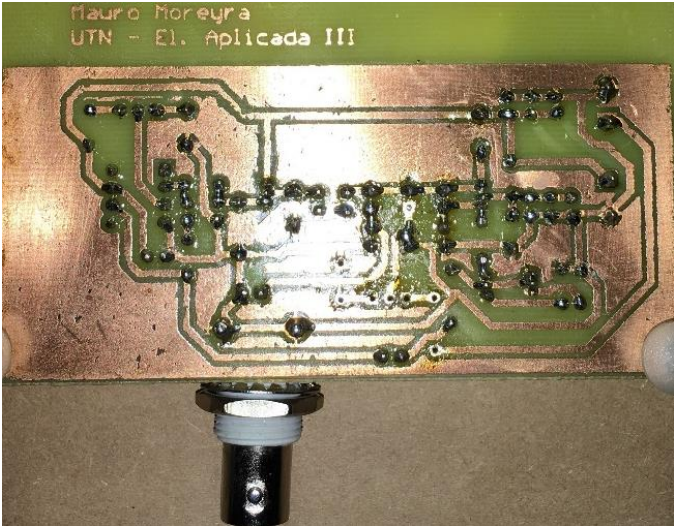


Fig. 23 PCB lado cobre

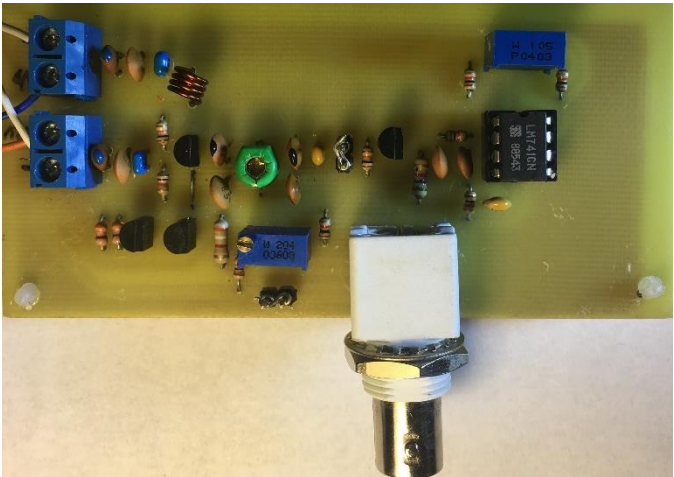


Fig. 24 PCB lado componentes



Fig. 25 PCB lado componentes

Para poder realizar las mediciones es que se coloca un conector BNC, para conexionado hacia el analizador de espectro. La existencia de postes rectos es la de separar etapas y poder verificar eventualmente su funcionamiento por separado.

IX. DESAFÍOS Y CONCLUSIONES

Pasar de los conceptos teóricos de funcionamiento de un oscilador a la construcción real de uno en un PCB, existe un abismo. Esto me fue evidenciado luego de haber realizado la construcción de tres PCBs: el primer diseño no oscilaba; el segundo diseño oscilaba, pero en un rango inferior de frecuencias; el tercero recién fue satisfactorio, reuniendo mejoras de los dos anteriores: al trabajar con frecuencias relativamente altas, se deben considerar la correcta disposición de los planos de masa, la longitud y espesor de las pistas, largos de las patas de los componentes colocados, y la redundancia de capacitores de filtrado.

Asimismo, en el PCB existen capacidades parásitas no contempladas en el análisis teórico, que tienden a degradar el funcionamiento de la placa. Esto provocó que deba utilizar un capacitor variable de menor capacidad mínima-máxima a las calculadas (esto fue comprobado en el segundo PCB realizado).

Todo lo anterior no pretende descalificar los resultados teóricos ni los obtenidos tras las simulaciones realizadas, sino que forman parte de la experiencia de esta práctica, la cual (luego de estar concluyéndola puedo decir) tiene como parte de sus objetivos dar cuenta de las dificultades que uno debe afrontar en el diseño de un PCB de alta frecuencia.

AGRADECIMIENTOS

A los ingenieros Jose Luis Otero y Guillermo Ciampone, por la dedicación, esmero y entusiasmo en el dictado de las clases de la materia Electrónica Aplicada III.

A todo del cuerpo docente de la Universidad Tecnológica Nacional - Facultad Regional Avellaneda, por haber intervenido indirectamente en la aplicación del conocimiento adquirido en el transcurso de la carrera.

REFERENCIAS

- [1] Ing. J. L. Otero, *Osciladores_R00*.
- [2] Ing. J. L. Otero e Ing. Guillermo Ciampone, *Comparación de oscilador Colpitts y Clapp* (Mathcad).

ANEXO I - CIRCUITO FINAL

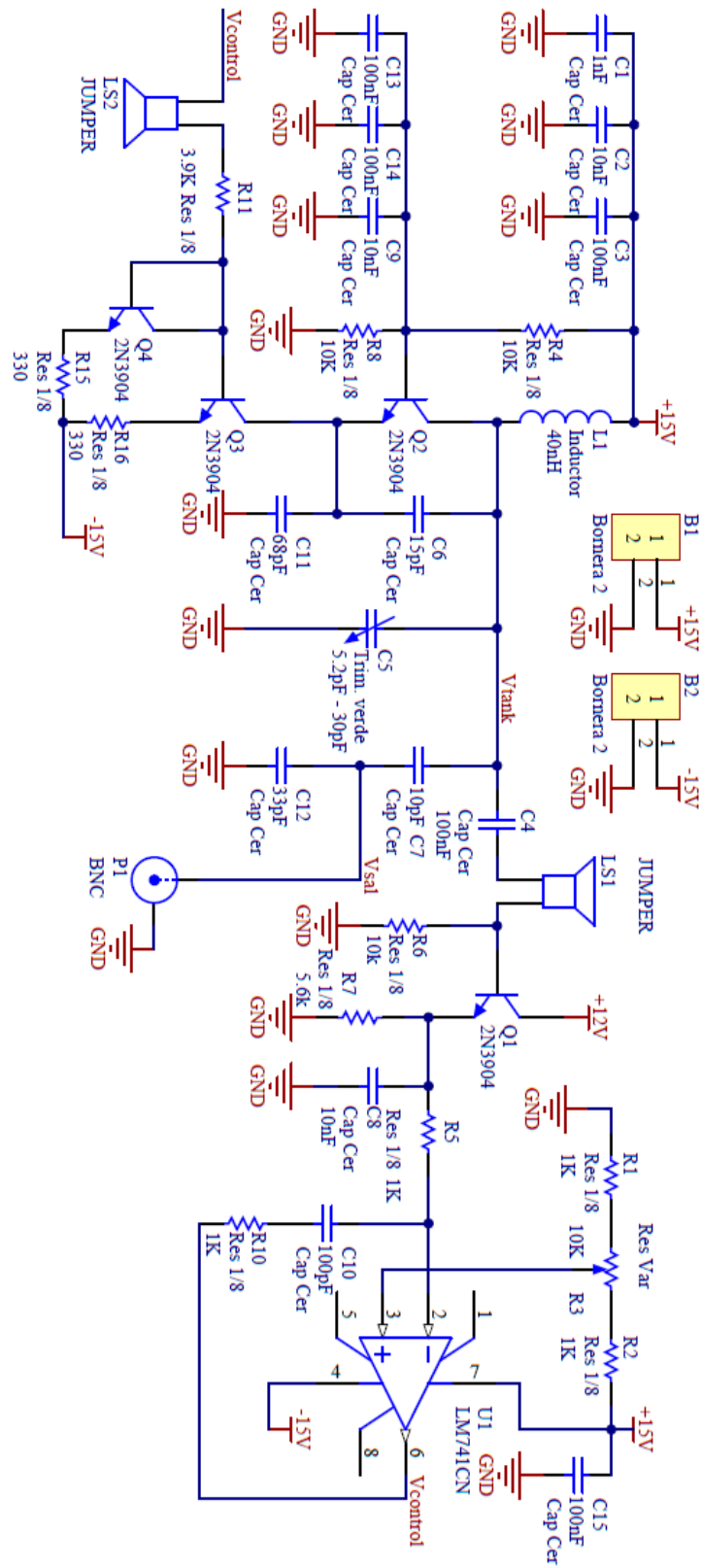


Fig. 20 Circuito esquemático del PCB -Altium Designer-